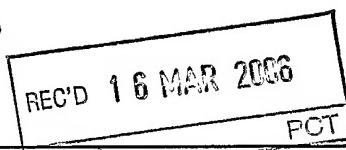


特許協力条約

PCT

特許性に関する国際予備報告（特許協力条約第二章）

(法第 12 条、法施行規則第 56 条)
〔PCT 36 条及び PCT 規則 70〕



出願人又は代理人 の書類記号 2004C001A	今後の手続きにつては、様式 PCT/IPEA/416 を参照すること。	
国際出願番号 PCT/JP2005/002746	国際出願日 (日.月.年) 21.02.2005	優先日 (日.月.年) 27.02.2004
国際特許分類 (IPC) Int.Cl. H04B1/59 (2006.01), G06K19/07 (2006.01), H01Q9/28 (2006.01), H01Q13/08 (2006.01)		
出願人 (氏名又は名称) 株式会社インテリジェント・コスモス研究機構		

1. この報告書は、PCT 35 条に基づきこの国際予備審査機関で作成された国際予備審査報告である。
法施行規則第 57 条 (PCT 36 条) の規定に従い送付する。

2. この国際予備審査報告は、この表紙を含めて全部で 3 ページからなる。
3. この報告には次の附属物件も添付されている。
a. 附属書類は全部で 22 ページである。

補正されて、この報告の基礎とされた及び／又はこの国際予備審査機関が認めた訂正を含む明細書、請求の範囲及び／又は図面の用紙 (PCT 規則 70.16 及び実施細則第 607 号参照)

第 I 欄 4. 及び補充欄に示したように、出願時における国際出願の開示の範囲を超えた補正を含むものとこの国際予備審査機関が認定した差替え用紙

b. 電子媒体は全部で _____ (電子媒体の種類、数を示す)。
配列表に関する補充欄に示すように、電子形式による配列表又は配列表に関連するテーブルを含む。
(実施細則第 802 号参照)

4. この国際予備審査報告は、次の内容を含む。

- 第 I 欄 國際予備審査報告の基礎
 第 II 欄 優先権
 第 III 欄 新規性、進歩性又は産業上の利用可能性についての国際予備審査報告の不作成
 第 IV 欄 発明の単一性の欠如
 第 V 欄 PCT 35 条(2)に規定する新規性、進歩性又は産業上の利用可能性についての見解、それを裏付けるための文献及び説明
 第 VI 欄 ある種の引用文献
 第 VII 欄 国際出願の不備
 第 VIII 欄 国際出願に対する意見

国際予備審査の請求書を受理した日 27.12.2005	国際予備審査報告を作成した日 06.03.2006
名称及びあて先 日本国特許庁 (IPEA/JP) 郵便番号 100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	特許庁審査官 (権限のある職員) 江口 能弘 電話番号 03-3581-1101 内線 3576

第I欄 報告の基礎

1. 言語に関し、この予備審査報告は以下のものを基礎とした。

- 出願時の言語による国際出願
- 出願時の言語から次の目的のための言語である _____ 語に翻訳された、この国際出願の翻訳文
- 国際調査 (PCT規則12.3(a)及び23.1(b))
- 国際公開 (PCT規則12.4(a))
- 国際予備審査 (PCT規則55.2(a)又は55.3(a))

2. この報告は下記の出願書類を基礎とした。(法第6条 (PCT14条) の規定に基づく命令に応答するために提出された差替え用紙は、この報告において「出願時」とし、この報告に添付していない。)

- 出願時の国際出願書類

- 明細書

第 10-15 ページ、出願時に提出されたもの
 第 1-9 ページ*、27.12.2005 付けで国際予備審査機関が受理したもの
 第 _____ ページ*、_____ 付けで国際予備審査機関が受理したもの

- 請求の範囲

第 _____ 項、出願時に提出されたもの
 第 _____ 項*、PCT19条の規定に基づき補正されたもの
 第 21-41 項*、27.12.2005 付けで国際予備審査機関が受理したもの
 第 _____ 項*、_____ 付けで国際予備審査機関が受理したもの

- 図面

第 5-19, 21-32 ページ/図、出願時に提出されたもの
 第 1-4, 20 ページ/図*、27.12.2005 付けで国際予備審査機関が受理したもの
 第 _____ ページ/図*、_____ 付けで国際予備審査機関が受理したもの

- 配列表又は関連するテーブル

配列表に関する補充欄を参照すること。

3. 补正により、下記の書類が削除された。

<input type="checkbox"/> 明細書	第 _____	ページ
<input checked="" type="checkbox"/> 請求の範囲	第 1-20	項
<input type="checkbox"/> 図面	第 _____	ページ/図
<input type="checkbox"/> 配列表 (具体的に記載すること)	_____	
<input type="checkbox"/> 配列表に関するテーブル (具体的に記載すること)	_____	

4. この報告は、補充欄に示したように、この報告に添付されかつ以下に示した補正が出願時における開示の範囲を超えてされたものと認められるので、その補正がされなかつたものとして作成した。(PCT規則70.2(c))

<input type="checkbox"/> 明細書	第 _____	ページ
<input type="checkbox"/> 請求の範囲	第 _____	項
<input type="checkbox"/> 図面	第 _____	ページ/図
<input type="checkbox"/> 配列表 (具体的に記載すること)	_____	
<input type="checkbox"/> 配列表に関するテーブル (具体的に記載すること)	_____	

* 4. に該当する場合、その用紙に "superseded" と記入されることがある。

第V欄 新規性、進歩性又は産業上の利用可能性についての法第12条（PCT35条(2)）に定める見解、
それを裏付ける文献及び説明

1. 見解

新規性 (N)	請求の範囲 21-41	有
	請求の範囲	無
進歩性 (I S)	請求の範囲 21-41	有
	請求の範囲	無
産業上の利用可能性 (I A)	請求の範囲 21-41	有
	請求の範囲	無

2. 文献及び説明 (PCT規則70.7)

文献1 : J P 11-261339 A (株式会社日立製作所)

1999.09.24, 【0013】

には、受信した電力を倍圧整流回路によって、情報処理回路やメモリを駆動する電源として使用する方式のICカードが記載されている。文献1の倍圧整流回路は、ラダ一昇圧方式の一種である。

文献2 : J P 2003-69447 A (株式会社日立製作所)

2003.03.07, 【0011】

には、応答器のアンテナとしてマイクロストリップ線路を利用することが記載されている。

請求の範囲 21-41

2分割マイクロストリップアンテナとスタブ共振によるインピーダンス変換RF昇圧方式の受電力回路を有するRFIDタグ装置は、国際調査報告に列記したいずれの文献にも、記載も示唆もされていない。

明細書

R F I D タグ装置

技術分野

[0001] 本発明はR F I D タグ装置及びそれを利用した位置検出方法、通信方法に係り、詳細にはループアンテナやダイポールアンテナを用いて受動変調でありながら、例えばQ P S K変調などで無線通信を行うことも可能なR F I D タグ装置及びそれを利用した位置検出方法、通信方法に係る。

背景技術

[0002] 特許文献1 特開平10-224262号公報

[0003] 「無線周波数識別通信システムのタグ」 物品や人、自動車や道路標識などに取り付けて、又は所持して、質問器（リーダ・ライタ）からの電波に応答することによって個体情報や位置の情報を質問器に知らせる移動体識別用無線設備としてR F I D というものがある。

[0004] このR F I D は、バーコードの代替としてだけでなく、全く新しい未来のネットワーク社会のインストラクチャーを実現する要素技術になると考えられる。現時点では、数十cm以内の比較的近距離で通信を行なうR F I D の研究開発が主に進められているが、10m程度の比較的遠方からも通信が可能な小型R F I D タグが安価に実現できれば、その応用範囲はさらに広がると考えられる。

[0005] 例えば、物品や人、自動車や道路標識などに取り付けて移動体が10m程度先からその個体情報や位置の情報を読みとることによって容易に安全、便利を享受することができる。

[0006] 上述の特許文献1は従来の受動型R F I D タグ装置が記載されている。これによれば、従来の受動型R F I D タグ装置は図1に示す基本構成からなるため、以下の理由により通信可能距離が短いという問題があった。

(1) アンテナ給電点①—②間のインピーダンス Z_v を規則的に変化させて入射電波の反射・吸収を繰り返すことで応答信号を作っている為に送信出力（変換効率）が低く、かつ給電点①—②間に負荷インピーダンス Z_v が入り、大きな受信電力の損失を生じる。

(2) アンテナ給電点①ー②間で受信したR F信号をそのままダイオード整流して制御回路の電源電圧を作っている為に出力電圧が低い。

(3) サブキャリア変調方式としてA S K又はB P S Kを用いている為に送信電力当たりの送信可能な情報量が少ない。

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0007] 本発明では、図2に示す構成によって上記従来技術の欠点を克服し、通信距離を従来方式の数倍以上に拡大することを目的としている。

課題を解決するための手段

[0008] 上記課題を解決するため本発明の要点は、以下に示すとおりである。

[0009] 従来方式が平衡給電・平衡系変調（アンテナ動作に対して2端子回路）であるのに対して、本発明の方法は、不平衡給電、平衡系変調（アンテナ動作に対して3端子回路）とし、従来方式が受信したR F信号の単純整流であるのに対して、本発明の方法では、スタブ共振によるインピーダンス変換昇圧方式とラダー昇圧方式を組み合わせた回路を採用し、従来方式がA S K又はB P S K変調であるのに対して、受動変調でありながらQ P S K変調回路を採用した。平衡給電はBalanced feeding、不平衡給電はUnbalanced feedingの意味であり、平衡系変調はImpedance modulation system of balanced loadの意味である。

[0010] すなわち、本発明のR F I Dタグ装置は、G N D板5（地板導体）を有する2分割マイクロストリップアンテナと、スタブ共振によるインピーダンス変換R F昇圧方式とラダー昇圧整流方式を組み合わせた受電力回路および応答サブキャリア信号を発生するためのローカル発振回路を有するR F I Dタグ装置であって、前記2分割マイクロストリップアンテナにおいて分割位置③ー④がストリップ導体長さ中心点から少しずれていることを特徴とするR F I Dタグ装置。本発明においては、変調方式に受動Q P S K変調方式を用いることもできる。

[0011] また本発明のR F I Dタグ装置は、前記2分割マイクロストリップアンテナにおいてインピーダンス変調素子 Z_v がストリップ導体3及び4の幅方向の両端にそれぞれ分割導体を連絡するように接続されていることが好ましい。かかるインピーダンス変調素子 Z_v が平衡系変調回路を構成する。

前記インピーダンス変調素子は、P I Nダイオード又はバラクタダイオードが好ましい。また、ダイオードでなくトランジスタを用いた電圧又は電流制御の3端子素子も好ましい。

- [0012] さらに本発明のR F I Dタグ装置は、前記受電力回路とアンテナ給電点③の接続に極めて小さい容量（ $1 \text{ pF} / \text{GHz}$ 以下）を用いて高インピーダンス容量性給電を行うことが好ましい。これにより不平衡給電が行われる。なお、アンテナの給電点③の位置はアンテナの受電効率を最大化するために2分割マイクロストリップアンテナの分割点に一致させない場合もある。
- [0013] また本発明のR F I Dタグ装置は、前記受電力回路のスタブ共振器とラダー昇圧整流回路の容量性負荷インピーダンスを並列共振させ、さらに前記容量性給電インピーダンスを直列共振させることが好ましい。
- [0014] さらに本発明のR F I Dタグ装置は、前記受電力回路のラダー昇圧整流回路でコンデンサの縦接続をGND側柱と受電側柱とみなし、GND側柱に対して受電側柱のコンデンサ容量を小さくし、かつ第一番目のGNDー受電点間ダイオードを取り除き、かつ、直流ショートで高周波高インピーダンス受電を可能としたことが好ましい。
- [0015] また本発明のR F I Dタグ装置は、前記受動Q P S K変調方式で $1/4$ 分周器、シフトレジスタ、データセレクタのロジック回路を利用することが好ましく、分周器を $1/M$ 、シフトレジスタをM段、データセレクタをM入力とすることでM P S K変調とすることが好ましい。
- [0016] さらに本発明のR F I Dタグ装置は、前記受動Q P S K変調方式で応答情報を2bit単位でメモリに記録することが好ましい。
- [0017] また本発明のR F I Dタグ装置は、前記受動Q P S K変調方式で出力可能信号を得るために出力タイミング発生回路を有することが好ましく、前記出力タイミング発生回路で電源電圧の大きさとクロック信号によってランダムな遅延時間を有する一定幅、一定フレーム周期のパルス列を発生させることが好ましい。
- [0018] 本発明のR F I Dタグ装置は、前記応答サブキャリア信号を発生させるためのローカル発振回路に温度センサ水晶発振機等のトランスデューサを用いることで、外部からその発振周波数を読み取ることのできるセンサ機能を併用することが好ましい。
- 本発明のR F I Dタグを持たない移動体の位置検出方法は、前記R F I D装置と1以上の親機（質問器）で構成されるシステムにおいて、各R F I Dタグ装置と各質問器を連絡する電波伝搬経路中に障害物の有無を各R F I Dタグと各質問器間の通信の有無によって判断することを特徴とする。

[0019] 前記R F I Dタグを持たない移動体の位置検出方法において、各R F I Dタグの応答サブキャリア発生のためのローカル発振周波数および応答タイミングと質問器から出力する質問電波の周波数および質問電波の発生タイミングの組み合わせによって各R F I Dタグと各質問器間に存在する複数の電波伝搬経路を区別することが好ましい。

本発明のR F I Dタグを持つ移動体の位置検出方法は、前記R F I Dタグ装置に対して2以上の受信専用または送受信兼用アンテナを有する質問器から2周波数以上の電波を送信し、その応答信号における受信アンテナ間の位相差から求められる遅延時間差を利用してR F I Dタグの位置を最尤判定することを特徴とする。

[0020] 前記R F I Dタグを持つ移動体の位置検出方法において、3次元でのR F I Dタグ位置判定を可能とするために4以上の受信専用または送受信兼用アンテナを有する質問機器を用いる場合において、前記2周波数以上で観測した4組以上の周波数応答から各電波伝搬経路における群遅延時間を求め、その内の少なくとも1つを基準として遅延時間の差を得ることによって共通測距オフセット量を除去することが好ましい。

本発明のR F I Dタグ装置において、その通信可能距離をより拡大するためにタグアンテナを2以上とすることが好ましい。

[0021] 本発明の通信方法は、前記R F I Dタグ装置において、応答サブキャリア信号を発生させるための各タグアンテナに与えるローカル発振信号の位相を周期的に変化させることによって合成される強い応答サブキャリア電波の指向性を周期的に変化させ、これによって強い応答電波を広い範囲の質問器へ向かって返送することを特徴とする。

発明の効果

[0022] これらの構成を採用したことによって、以下のような顕著な効果を奏することが出来るようになる。

[0023] 不平衡給電、平衡系変調（アンテナ動作に対して3端子回路）としたことによりアンテナの受信効率を向上化する効果を奏することができる。

[0024] また、スタブ共振によるインピーダンス変換昇圧方式とラダー昇圧方式を組み合わせた回路を採用することにより、従来方式の5倍以上の受信電圧を得ることができる。

[0025] さらに、受動変調でありながらQ P S K変調回路を採用することにより単位電力当たり

従来比2倍の情報送信が可能となる。

図面の簡単な説明

[0026] [図1]従来のRFIDタグ装置を示す概略図である。

[図2]本発明のRFIDタグ装置を示す概略図である。

[図3]本発明の実施例1を示す斜視図である。

[図4]本発明の実施例1に係る制御回路チップを示す平面図である。

[図5]本発明の昇圧整流動作の一例を示す等価回路の図である。

[図6]本発明の実施例2を示す図である。

[図7]本発明の実施例3を示す図である。

[図8]本発明の実施例4を示す図である。

[図9]本発明の実施例4を示す図である。

[図10]-3dBm入力でダイオードにHRU0302A ($C_o=70\text{pF}$) を用いた10段コッククロフト・ウォルトン回路の周波数応答を示す図である。

[図11]-3dBm入力でダイオードにHSB226 ($C_o=2.4\text{pF}$) を用いた10段コッククロフト・ウォルトン回路の周波数応答を示す図である。

[図12]複数RFIDの一括読み取り方式を示す図である。この図で、各RFIDは t_{mn} をそれぞれ乱数を発生させて決めるものとし、親機(質問機)からのキャリア信号を変調してIDコードを乗せてパケット返送する。なお、親機側では、各RFIDからの返送信号を準同期遅延検波方式を用いて1重読み取り(同一タイミングでパケットの重なり分離が不可)の場合とキャリア位相分別同期検波方式を用いて2重読み取り(同一タイミングで2パケットまでの重なり分離が可能)の場合を想定している。

[図13]1秒フレーム内にランダムなタイミングでパケット送信を行う複数RFIDの一括読み取り方式において、RFIDの個数とパケット時間幅を変化させた場合の平均読み取り完了時間のシミュレーション結果を示す図である。

[図14]本発明のRFID用平面アンテナの構造と計算機シミュレーションのためのモデルを示す図である。なお、図中のスペクトルアナライザでは、 $f_o + f_{L0}$ の受信信号のレベルを読み取るものとする。

[図15]HP83620A(Synthesized Sweeper)を用いて行ったRFIDからの応答受信信号の周波数スペクトラムを示す図である。

[図 16]質問器送受信アンテナに $\lambda/2$ ダイポールを用い、距離 $z = 5\lambda$ におけるRFIDからの応答受信信号レベルを従来型(Dipole)と本発明型(Microstrip)で比較した結果を示す図である。

[図 17]RF入力-10dBm、DC負荷抵抗 $RL=33k\Omega$ において、本発明のスタブ共振昇圧整流回路の周波数応答を示す図である。

[図 18]質問器とRFID間の距離 $z = 5\lambda$ として、RFIDからの応答受信信号利得の周波数特性において、マイクロストリップ線路・GND間高さ h を変化させて比較した図である。ただし、マイクロストリップ線路の長さ $L = 0.36\lambda$ 、幅 $w = 0.0525\lambda$ およびPINダイオードの等価直列抵抗 $R = 0\Omega$ 、等価接合容量 $C_o = 1pF$ は一定とした。

[図 19]質問器とRFID間の距離 $z = 5\lambda$ として、RFIDからの応答受信信号利得の周波数特性において、マイクロストリップ線路幅 w を変化させて比較した図である。ただし、マイクロストリップ線路の長さ $L = 0.36\lambda$ 、高さ $h = 0.021\lambda$ およびPINダイオードの等価直列抵抗 $R = 0\Omega$ 、等価接合容量 $C_o = 1pF$ は一定とした。

[図 20]質問器とRFID間の距離 $z = 5\lambda$ として、Low-f及びHigh-fの2種類のRFIDからの応答受信信号利得の周波数特性において、PINダイオードのショート時等価直列抵抗 R を変化させて比較した図である。ただし、PINダイオードのオープン時等価接合容量 $C_o = 1pF$ は一定とした。また、マイクロストリップ線路の長さ $L = 0.36\lambda$ は一定で、高さ h 及び幅 w はそれぞれ、Low-fの場合 $h = 0.014\lambda$ 、 $w = 0.0525\lambda$ であり、High-fの場合 $h = 0.028\lambda$ 、 $w = 0.035\lambda$ とした。

[図 21]質問器とRFID間の距離 $z = 5\lambda$ として、RFIDからの応答受信信号利得の周波数特性における最大値をPINダイオードの等価直列抵抗と等価接合容量を変化して比較した結果を示す図である。

[図 22]本発明の実施例3に係る図である。親機(質問機)からFM-CWキャリア信号を送信して得られるRFIDからの応答信号の受信位相差を利用してRFIDの三次元位置を推定する方法を示す。なお、親機の各アンテナでの受信信号の $\omega_n + \Delta$ は同期検波されるものとし、図中の式の最低3つのパラメータから三次元位置を推定する。このとき実施の装置では反射波を同時に受信してしまうために多周波でも応答信号にMICROALゴリズム等による時間差計測技術を用いる。

[図 23]本発明の実施例 3 に係る RFID の 3 次元位置推定シミュレーションにおいて、RMS 位
置誤差の 100 回平均の結果を示す図である。ただし、RFID の位置は 6mx6mx6m の範囲でラン
ダムとし、質問器受信アンテナの配置間隔は 50cm とした。

[図 24]本発明の実施例 4 に係る図である。R F I D マイクロストリップ素子のアレー化によ
る通信距離の拡大において同相変調の場合を示した。なお、図中のスペクトルアナライザでは
 $f_0 + f_{L0}$ の受信信号のレベルを読み取るものとする。

[図 25]質問器送受信アンテナにダイポールを用い、距離 $z = 20\lambda$ における、本発明の実施
例 4 に係る、図 24 に示す RFID からの応答受信感度指向性の解析結果の図である。マイク
ロストリップ素子は、 $L = 0.36\lambda$ 、 $w = 0.0525\lambda$ 、 $h = 0.02\lambda$ であり、1 素子のみの場合と
3 素子で異なる素子間隔を与えた場合を比較した。

[図 26]本発明の実施例 4 に係る図である。R F I D マイクロストリップ素子のアレー化によ
る通信距離の拡大において逆相変調の場合を示した。なお、図中のスペクトルアナライザでは
 $f_0 + f_{L0}$ の受信信号のレベルを読み取るものとする。

[図 27]質問器送受信アンテナにダイポールを用い、距離 $z = 20\lambda$ における、本発明の実施例 4 に係る、図 26 に示す RFID からの応答受信感度指向性の解析結果の図である。マイクロストリップ素子は、 $L = 0.36\lambda$ 、 $w = 0.0525\lambda$ 、 $h = 0.02\lambda$ で素子間隔 0.7λ の 3 素子構成であり、中央素子同相変調動作した場合と中央素子逆相変調動作させた場合を比較した。

[図 28]質問器送受信アンテナにダイポールを用い、距離 $z = 20\lambda$ における、本発明の実施例 4 に係る、図 26 に示す RFID からの応答受信感度指向性の解析結果の図である。マイクロストリップ素子は、 $L = 0.36\lambda$ 、 $w = 0.0525\lambda$ 、 $h = 0.02\lambda$ で素子間隔 0.5λ の 5 素子構成であり、各素子の変調位相の組み合わせを変化させた場合を比較した。図中の位相 XX (x は 0 又は 1) は、各素子の変調位相を表し、0 と 1 とでは 180° の位相差が与えられている。この図は、各素子の変調位相を順次切替えることによって広い範囲で高い応答感度が得られることを示している。

[図 29] R F I D タグの三次元位置を推定する FORTRAN プログラム例である。

[図 30] R F I D タグの三次元位置を推定する FORTRAN プログラム例である。

[図 31] R F I D タグの三次元位置を推定する FORTRAN プログラム例である。

[図 32] R F I D タグの三次元位置を推定する FORTRAN プログラムの実施例である。

符号の説明

- [0027] 1 従来の R F I D のダイポールアンテナの 2 素子のうちの 1 素子
2 従来の R F I D のダイポールアンテナの 2 素子のうちの他の 1 素子
3 本発明の実施例における R F I D の 2 分割マイクロストリップアンテナの 2 素子ストリップ導体のうちの 1 素子
4 本発明の実施例における R F I D の 2 分割マイクロストリップアンテナの 2 素子ストリップ導体のうちの他の 1 素子
5 本発明の実施例における R F I D の 2 分割マイクロストリップアンテナの GND 板
①従来の R F I D のダイポールアンテナの給電点
②従来の R F I D のダイポールアンテナのもう一方の給電点
③本発明の実施例における R F I D の 2 分割マイクロストリップアンテナの給電点
④本発明の実施例における R F I D の 2 分割マイクロストリップアンテナの分割位置
⑤本発明の実施例における R F I D の 2 分割マイクロストリップアンテナの GND 点

c 1201 一重読み取り（同一タイミングでパケットの重なり不可）の場合は、準同期遅延検波を行う。

c 1202 二重読み取り（同一タイミングで2パケットの重なり可）の場合は、キャリア位相分別同期検波を行う。

c 1203 受信キャリアを変調してIDコードをパケット送信。

c 1204 t_{mn} は、それぞれ乱数を発生させて書くRFIDごとに決める。

c 1401、c 2401、c 2601 $f_0 + f_{Lo}$ の受信信号レベル読み取り

c 2201 各アンテナ受信信号の $\omega_n + \Delta$ を同期検波

c 2202 最低3パラメータから3次元位置を推定、実際には反射波が存在するために多周波応答位相差を用いたMUSICアルゴリズムによる時間差計測を行う。

c 2801 1及び0は 180° 位相差を表す

c 2802 変調位相を順次切り替えて広い範囲で高い感度を実現する。

c 2803 各素子の変調位相

D 1、D 2、D 3、D 4、D 5、D 6 ショットキー・バリアダイオード

D 7、D 8 PINダイオード

D 9 ツェナーダイオード

発明を実施するための最良の形態

[0028] 次に本発明に係る、実施の形態について説明する。

本発明において、2分割マイクロストリップアンテナにおいて分割位置がストリップ導体の長さ中心点から少しずれている。

ここで、中心点をストリップ導体長さに対して50%としたとき、分割位置は55%~80%が好ましい。

[0029] 分割位置が55%では、変調効率（返信信号のレベル）が最大となる。しかし、受電効率に及ぼす可変インピーダンス素子の抵抗分の影響が大きくなる。

一方、分割位置が80%では、変調効率が低くなるが受電効率に及ぼす可変インピーダンス素子の抵抗分の影響が小さくですむ。

[0030] 以上、可変インピーダンス素子の抵抗が小さい場合は分割位置55%程度とし、可変インピーダンス素子の抵抗が比較的大きい場合は分割位置をもっと大きく中心からずらした方が好ましい。

実施例 1

[0031] 図3に本発明のR F I Dタグ装置の基本構成を示す。この図において、R F I Dタグ装置のアンテナは、地板導体・絶縁層・2分割ストリップ導体から成る。この図に示すR F I Dタグ装置は、2. 4 5 G H z 帯用で記載した寸法の単位はすべてmmである。また、2分割ストリップ導体の分割点は長さ方向の等分割より少しずれており、この特徴により

アンテナの受信効率を向上化する効果がある。

[0032] 図4に図3で示した制御回路チップの内容と2分割ストリップ導体と制御回路の接続の様子を示す。

[0033] 図4で制御回路チップとアンテナ間はA、B、C、D、E、Fの6点で接続されている。

A—B間及びD—E間にはインピーダンス変調用のPINダイオードD7及びD8が接続され、C—F間はアンテナの給電点になる。ここでC点はストリップ導体幅の中心点から少しずれており、この特徴によりアンテナの受信効率を向上化する効果がある。またF点は地板導体とスルーホールで接続される。端子C—E—Fが3端子回路の3端子となる。

[0034] 図4の電源回路の動作原理を図5に示す。図5(a)はコッククロフト・ウォルトン回路と呼ばれる昇圧整流回路であり、複数の整流ダイオードとコンデンサをラダー接続することによって振幅 V_i の正弦値信号を V_i より高い直流電圧 $K(V_i - I_j)$ [Kはラダ一段数、 I_j はダイオードの順方向降下電圧] に整流出力することができる。ただし、図10、図11に示すとおりこの回路を高周波帯(例えば2.45GHz)で使用しようとした場合、各ダイオードの接合容量が入力負荷になるため、入力インピーダンスが非常に低くなり出力電圧が低下する欠点がある。

[0035] 図5(b)は、本発明の昇圧整流回路の動作原理図である。 $N\lambda g/4$ ショートスタブ(λg は伝送路の実効波長—Nは奇数で1または3を用いる)は λg 付近の入力信号に対して高周波帯において高いQ値を有するインダクタンス等価インピーダンスを示す。図5(b)のラダー昇圧部が容量性負荷であっても並列共振動作してインダクティブインピーダンスを保つことができる。一方、図5(b)のタンク回路昇圧部では前記インダクティブインピーダンスとキャパシティブ給電インピーダンスが直列共振動作することによってG—F間に

$V_L = V_i / (R_L \cdot W_0) >> V_i$ の大振幅RF信号を発生させ、結果として図5(b)の回路で20Vi以上の直流出力電圧を得ることができる。

[0036] 図17は、本発明の昇圧整流回路の動作解析結果であり、 $50\Omega/-10\text{dBm}(0.07V_{rms})$ の入力電圧を2.45GHzにおいて1V以上に昇圧整流している様子が分かる。

[0037] 次に図4の制御回路チップについて詳細に説明する。

[0038] 発振回路は V_{DD} が与えられると f_s のクロック信号を発生する。出力タイミング回路は

V_{DD} 及びクロック信号が与えられると、図12、図13に示すアンチコリジョンの為のタイミング信号（出力可能信号）を発生する。アドレスカウンタは出力可能信号とクロック信号が与えられるとクロックLパルスごとにメモリ読み出しアドレスを順次出力する。なお、このときデータ送信レートは $2 f_s / L$ (bit/sec)となる。メモリはアドレスカウンタで指定されたアドレスに記録されている2bitづつの情報を順次出力する。1/4分周器は f_s を1/4分周した信号を出力する。シフトレジスタはクロック f_s によって動作し、1/4分周器出力を90°位相単位でシフト動作する。データセレクタは、出力可能信号が与えられると2bitのメモリ出力に応じて4位相（0°から270°）のシフトレジスタ出力のうち一つを選択出力する。

- [0039] この時、分周器を $1/M$ 、シフトレジスタをM段、データセレクタをM入力とすることでMPSK変調とすることが可能である。この場合単位送信電力当たりの送信情報量をより大きく出来るという効果が得られる。
- [0040] データセレクタの出力は抵抗を介してPINダイオードD7及びD8に流れる電流の振幅を $f_s/4$ 周期で変化させ、2分割されたストリップ導体間の接続インピーダンスを変調する。このインピーダンスの変化は、図14に示すように、質問器側のアンテナとRFIDタグのアンテナ間の相互結合インピーダンスを変化させ、結果として質問器側のアンテナの反射係数 Γ を $f_s/4$ 周期で変化させることになる。図15はこのときのスペクトルアナライザによる観測信号の一例であり、 f_o の入射波が f_{Lo} 周期での Γ の変化によって変調された結果発生した信号成分（ $f_o + f_{Lo}$ 、 $f_o + 3f_{Lo}$ など）が確認できる。この時、 $f_{Lo} = f_s/4$ であり質問器側では f_o を正確に特定することができるため観測スペクトル（ $f_o + f_{Lo}$ 、 $f_o + 3f_{Lo}$ など）から容易にタグ側の発振回路の発振周波数 f_s を評価することができる。すなわち、例えばタグ側の発振回路に水晶振動子温度センサ等を用いることによってタグ側の周囲温度を質問器側でモニタすることもできる。
- [0041] ところで、本発明のRFIDタグ装置に用いるマイクロストリップアンテナについてその性質を解説する。マイクロストリップアンテナは板状ダイポールアンテナに地板を近づけただけでアンテナとしてはダイポール動作のように考えられるが、実際にはダイポールアンテナとは動作原理が大きく異なる。すなわち、ダイポールアンテナは電流アンテナであり、マイクロストリップアンテナは磁流アンテナである。本発明でインピーダンス変

調用のPINダイオードをストリップ導体の幅方向の両端に2個配置した理由も、ストリップ導体を流れる電流が幅方向の両端に集中するためである。

- [0042] 図16は、図14の評価系において、地板を持たない従来ダイポールアンテナをRFIDタグに用いた場合と、本発明の2分割マイクロストリップアンテナをRFIDタグに用いた場合について質問器で受信できる応答信号の強さをアンテナ長Lをパラメータとして解析した例である。この図を見て分かるように、本発明の方法は従来方法と比較して約10dB（電力が10倍）応答信号を強く受信できる。
- [0043] 図14の評価系において、マイクロストリップアンテナの設計パラメータw及びh（ $L = 0.36\lambda$ は一定とした）に対する応答受信レベル周波数変化を図18乃至図20に示す。図18では、h（絶縁体の厚み）を小さくすることによって同サイズで低周波化（同周波数で小型化）出来るが、利用できる周波数帯域幅が狭くなることがわかる。
- [0044] また、図19では、w（ストリップ導体幅）を大きくすることによって同サイズで低周波化できるが、利用できる周波数帯域幅が狭くなることがわかる。
- [0045] 図20では同サイズで低周波化した場合と高周波化した場合でインピーダンス変調用のPINダイオードの直列抵抗が受信レベルに与える影響について解析した結果である。この図を見て分かるように、同周波数で小型化した（h小、w大）では、PINダイオードの直列抵抗の影響を大きく受け、高い応答受信レベルを得るには低抵抗化しなければならない。PINダイオードを低抵抗動作させる為には大きな電流を流すか、または接合容量を増やす（大面積、短接合）しかない。大電流はRFID装置の消費電力を増やすため、好ましくない。
- [0046] 図21は図14の評価系において、PINダイオードの直列抵抗と接合容量をパラメータとして最大応答受信レベルを解析した結果である。この図を見て分かるように、PINダイオードの接合容量を増やしても応答受信レベルがほとんど変化しないことから、比較的安価なPINダイオードを使用しても高い応答受信レベルが得られる。
- [0047] また、PINダイオードの代わりにバラダイオードを用いることもできるし、MOSFETのようなトランジスタを用いても良い。この場合より消費電力を低減することが出来る。
- [0048] また、受電力回路のラダー昇圧整流回路でコンデンサの継続接続をGND側柱と受電側柱とみなしたときダイオードはそれらを連絡する桁と見なす事が出来る。通常は

請求の範囲

[1] (削除)

[2] (削除)

[3] (削除)

[4] (削除)

[5] (削除)

[6] (削除)

[7] (削除)

[8] (削除)

[9] (削除)

[10] (削除)

[11] (削除)

[12] (削除)

[13] (削除)

[14] (削除)

[15] (削除)

[16] (削除)

[17] (削除)

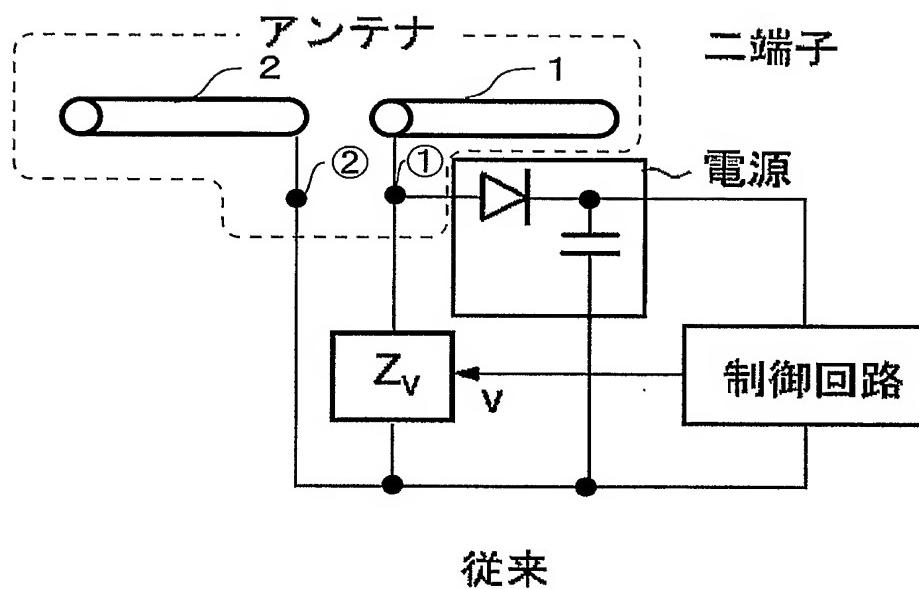
[18] (削除)

- [19] (削除)
- [20] (削除)
- [21] (追加) 2分割マイクロストリップアンテナと、スタブ共振によるインピーダンス変換R F昇圧方式とラダー昇圧整流方式を組み合わせた受電力回路および応答サブキャリア信号を発生するためのローカル発振回路を有するR F I Dタグ装置。
- [22] (追加) 前記2分割マイクロストリップアンテナにおいて分割位置がストリップ導体の長さ中心点から少なくとも長さに対して5%以上ずれていることを特徴とする請求項21記載のR F I Dタグ装置。
- [23] (追加) 変調方式に受動Q P S K変調方式を用いることができるR F I Dタグであることを特徴とする請求項21記載のR F I Dタグ装置。
- [24] (追加) 前記2分割マイクロストリップアンテナにおいてインピーダンス変調素子がストリップ導体幅方向の両端にそれぞれ分割導体を連絡するように接続されていることを特徴とする請求項21～23記載のR F I Dタグ装置。
- [25] (追加) 前記インピーダンス変調素子がP I Nダイオード又はバラクタダイオードであることを特徴とする請求項24記載のR F I Dタグ装置。
- [26] (追加) 前記インピーダンス変調素子がダイオードでなくトランジスタを用いた電圧又は電流制御の3端子素子であることを特徴とする請求項25に記載のR F I Dタグ装置。
- [27] (追加) 前記受電力回路とアンテナ給電点の接続に1 p F/G H z以下の容量を用いて高インピーダンス容量性給電を行なうことを特徴とする請求項21～26のいずれか1項に記載のR F I Dタグ装置。
- [28] (追加) 前記受電力回路のスタブ共振器とラダー昇圧整流回路の容量性負荷インピーダンスを並列共振させ、さらに前記容量性給電インピーダンスを直列共振させることを特徴とする請求項21～27のいずれか1項記載のR F I Dタグ装置。
- [29] (追加) 前記受電力回路のラダー昇圧整流回路でコンデンサの縦接続をG N D側柱と受電側柱とみなし、G N D側柱に対して受電側柱のコンデンサ容量を小さくし、かつ第一番目のG N Dー受電点間ダイオードを取り除き、かつ、直流ショートで高周波高インピーダンス受電を可能としたことを特徴とする請求項21～28のいずれか1項記載のR F I Dタグ装置。

- [30] (追加) 前記受動Q P S K変調方式で1／4分周器、シフトレジスタ、データセレクタのロジック回路を利用することを特徴とする請求項23～29のいずれか1項記載のR F I Dタグ装置。
- [31] (追加) 分周器を1／M、シフトレジスタをM段、データセレクタをM入力とすることでM P S K変調とした事を特徴とする請求項30記載のR F I Dタグ装置。
- [32] (追加) 前記受動Q P S K変調方式でタグIDコード等の応答情報を2bit単位でメモリに記録することを特徴とする請求項23～30のいずれか1項記載のR F I Dタグ装置。
- [33] (追加) 前記受動Q P S K変調方式で出力可能信号を得るための出力タイミング発生回路を有することを特徴とする請求項23～30、32のいずれか1項記載のR F I Dタグ装置。
- [34] (追加) 前記出力タイミング発生回路で電源電圧の大きさとクロック信号によってランダムな遅延時間有する一定幅、一定フレーム周期のパルス列を発生させることを特徴とする請求項33記載のR F I Dタグ装置。
- [35] (追加) 前記応答サブキャリア信号を発生させるためのローカル発振回路に温度センサ水晶発振機等のトランスデューサを用いることで、外部からその発振周波数を読み取ることのできるセンサ機能を併用する請求項21～34のいずれか1項記載のR F I Dタグ装置。
- [36] (追加) 請求項21～35のいずれか1項に記載のR F I D装置と1以上の親機(質問器)で構成されるシステムにおいて、各R F I Dタグ装置と各質問器を連絡する電波伝搬経路中に障害物の有無を各R F I Dタグと各質問器間の通信の有無によって判断することを特徴とするR F I Dタグを持たない移動体の位置検出方法。
- [37] (追加) 前記R F I Dタグを持たない移動体の位置検出方法において、各R F I Dタグの応答サブキャリア発生のためのローカル発振周波数および応答タイミングと質問器から出力する質問電波の周波数および質問電波の発生タイミングの組み合わせによって各R F I Dタグと各質問器間に存在する複数の電波伝搬経路を区別することを特徴とする請求項36記載の位置検出方法。
- [38] (追加) 請求項21～35のいずれか1項記載のR F I Dタグ装置に対して2以上の受信専用または送受信兼用アンテナを有する質問器から2周波数以上の電波を送信し、その応答信号における受信アンテナ間の位相差を利用してR F I Dタグの位置を最尤判定することを特徴とするR F I Dタグを持つ移動体の位置検出方法。

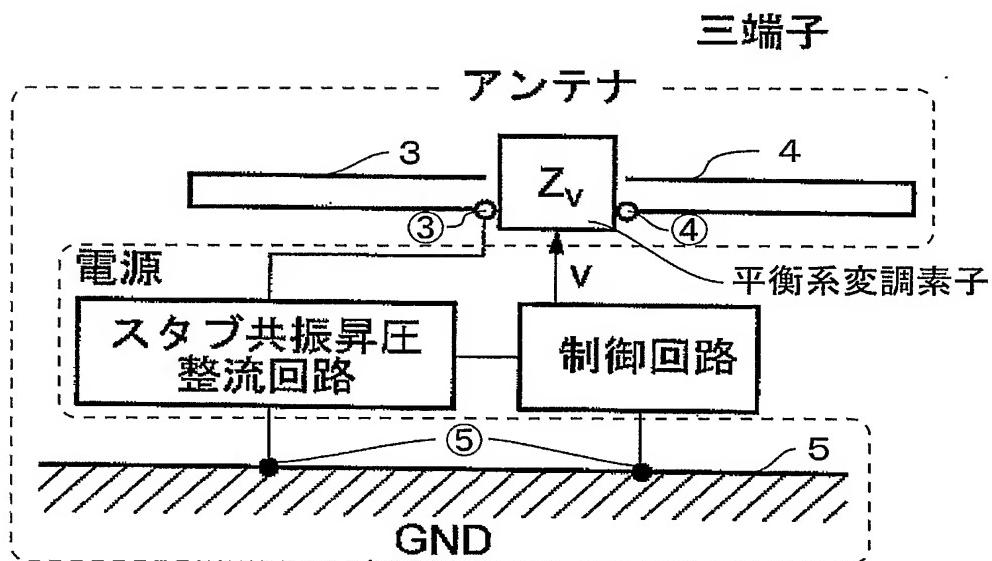
- [39] (追加) 3次元でのR F I Dタグ位置判定を可能とするために4以上の受信専用または送受信兼用アンテナを有する質問機器を用い、前記2周波数以上で観測した4組以上の周波数応答から各電波伝搬経路における群遅延時間を求め、その内の少なくとも1つを基準として遅延時間の差を得ることによって共通測距オフセット量を除去することを特徴とする請求項38記載のR F I Dタグを持つ移動体の位置検出方法。
- [40] (追加) 請求項21～35のいずれか1項記載のR F I Dタグ装置において、その通信可能距離をより拡大するためにタグアンテナを2以上としたことを特徴とするR F I Dタグ装置。
- [41] (追加) 請求項40記載のR F I Dタグ装置において、応答サブキャリア信号を発生させるための各タグアンテナに与えるローカル発振信号の位相を周期的に変化させることによって合成される強い応答サブキャリア電波の指向性を周期的に変化させ、これによって強い応答電波を広い範囲の質問器へ向かって返送することを特徴とする通信方法。

[図1]



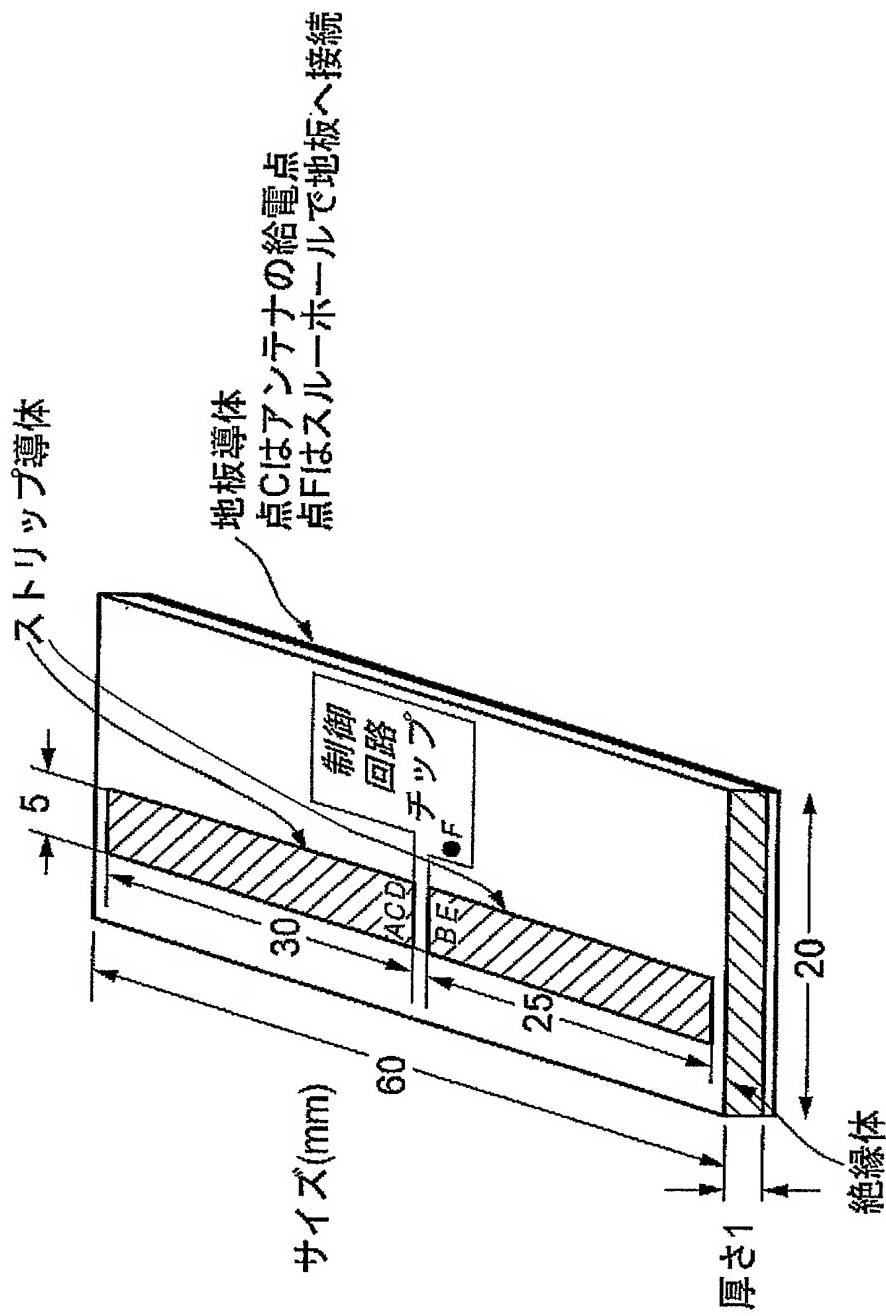
従来

[図2]

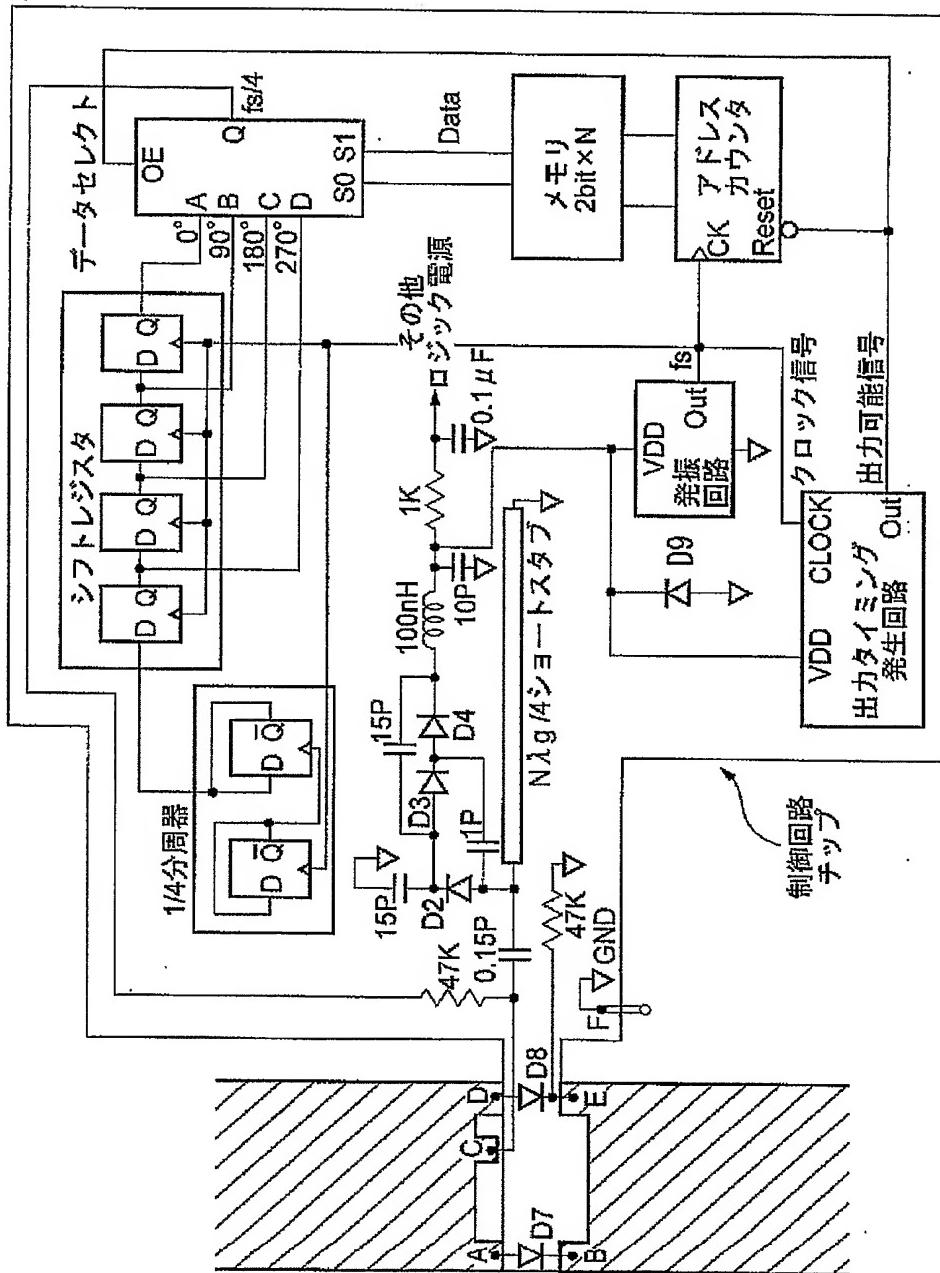


本発明

〔図3〕



[図4]



[図20]

